

⑩ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開
⑫ 公開特許公報 (A) 昭60-68703

⑬ Int.CI.⁴
H 03 D 3/00

識別記号 廣内整理番号
7402-5J

⑭ 公開 昭和60年(1985)4月19日

審査請求 未請求 発明の数 2 (全5頁)

⑮ 発明の名称 ディジタル遅延および自己相関によるFM復調方法と回路

⑯ 特願 昭59-153303
⑰ 出願 昭59(1984)7月25日

優先権主張 ⑱ 1983年7月25日 ⑲ 米国(US) ⑳ 516813

㉑ 発明者 シヨン・ジエームス・ アメリカ合衆国、コネチカット州、エーポン、アンドレ
ダグハーテイ ア・レーン、33番

㉒ 出願人 ゼネラル・エレクトリック・カンパニー アメリカ合衆国、12305、ニューヨーク州、スケネクタディ
ツク・カンパニー イ、リバーロード、1番

㉓ 代理人 弁理士 生沼 徳二

明細書

1. 発明の名称

ディジタル遅延および自己相関によるFM復
調方法と回路

2. 特許請求の範囲

1) 到来するFM搬送波周波数信号を自乘して
制限するゼロ交差検出手段と、該搬送波信号を根
本化すると共に該信号に予定の遅延信号を乗する
根本化遅延手段と、前記乗じた信号から選ばれた
周波数成分を除去する印波手段とを有するFM弁
別回路。

2) 特許請求の範囲1)に記載したFM弁別回
路に於て、前記ゼロ交差検出手段がダイオード・
リミッタで構成されるFM弁別回路。

3) 特許請求の範囲1)に記載したFM弁別回
路に於て、前記根本化遅延手段が自己相関回路で
構成されるFM弁別回路。

4) 特許請求の範囲1)に記載したFM弁別回
路に於て、前記印波手段が低域通過印波器で構成
されるFM弁別回路。

5) 特許請求の範囲3)に記載したFM弁別回
路に於て、前記自己相関回路がn段のシフト・レ
ジスタを含むFM弁別回路。

6) 特許請求の範囲5)に記載したFM弁別回
路に於て、前記自己相関回路が少なくとも1つの
フリップフロップをも含むFM弁別回路。

7) 特許請求の範囲6)に記載したFM弁別回
路に於て、前記少なくとも1つのフリップフロッ
ブ及び前記シフト・レジスタが共通のクロック線
によって相互接続されているFM弁別回路。

8) 特許請求の範囲1)に記載したFM弁別回
路に於て、前記遅延時間が前記搬送波周波数の數
学的な関数であるFM弁別回路。

9) 特許請求の範囲1)に記載したFM弁別回
路に於て、前記FM搬送波周波数が109乃至215
KHzであるFM弁別回路。

10) 特許請求の範囲9)に記載したFM弁別回
路に於て、前記遅延時間が搬送波周波数の逆数
のn/1.25倍であるFM弁別回路。

11) FM搬送波周波数信号を自乘すると共に

制限し、前記信号の一定の遅延時間に対する自己相間を作り、時間的に遅延させた信号から特定の高周波成分を混波する工程から成るFM検波方法。

12) 特許請求の範囲11)に記載したFM検波方法に於て、前記自己相間が $x(t)$ を遅延させたFM信号、 wc を搬送波周波数、 τ を遅延時間として、式 $x(t) = \sin(wc + f(t))t + \sin(wc + f(t))(\tau - t)$ に従う数学的な操作で構成されているFM検波方法。

13) 特許請求の範囲11)に記載したFM検波方法に於て、前記自己相間が前記信号を搬送波周波数のn倍で標本化する工程から成るFM検波方法。

14) 特許請求の範囲13)に記載したFM検波方法に於て、前記時間的な遅延が、フリップフロップとn段のシフト・レジスタの間に共通クロック線を接続することによって得られる様にしたFM検波方法。

15) 特許請求の範囲13)に記載したFM検波方法に於て、前記遅延させた信号を乘する工程

を含むFM検波方法。

16) 特許請求の範囲15)に記載したFM検波方法に於て、低減混波器を介して前記乗じた信号を混波する工程を含むFM検波方法。

3. 発明の詳細な説明

【発明の背景】

電話信号は送電内部でも、長距離電力線路でも、電力周波数より高い周波数で電力線路に印加される。高周波信号を復調して、それをデジタル形式に変換する為には、複雑な回路が必要である。

係属中の米国特許出願通し番号第422,902号には、受信機を完全にデジタル方式で構成することが出来る様に、個別部品を必要としない自己相間形受信機が記載されている。この受信機の自己相間部分を実現する際、FM信号の搬送波周波数に対して、自己相間シフト・レジスタで予定の一定の遅延を持たせると、強制的にベースバンド信号が搬送波周波数に対して直接的な線形関係をもつようになることが判った。更に、周波数又は位相の変化に応答して、信号の振幅の変化を取出す

ことが出来ることも判った。周波数の関数として振幅が変化することは、FM信号の検波器であるFM弁別器の条件を充たす。受信したFM信号をデジタル自己相間回路で遅延させて処理すると、弁別器の出力電圧は、大きさが周波数の変化に追従する。電気通信の用途では、デジタル方式を維持する場合、この発明のFM弁別器の出力はデジタル信号と同様である。即ち、「オン」又は「オフ」であり、デューティ・サイクルは、送信機によって搬送波に加えられたオージオ信号の電圧の振幅に依存する。普通は電話回路に使われる位相固定ループ(PLL)形復号器を必要としないので、この発明の弁別器を使うことによって、FM電話受信機を著しく簡単にすることが出来る。

従って、この発明の目的は、移相回路又は位相固定ループ形復号器の様なその他のエネルギー貯蔵方式を必要とせずに、FM検波器として自己相間方式を用いた改良されたFM電話回路を提供することである。

【発明の概要】

この発明は、比較器、シフト・レジスタ及びフリップフロップ回路を含むFM信号用の自己相間形受信機を提供する。シフト・レジスタの中で、FM信号に選ばれた一定の遅延時間を乗じて、2成分信号を作る。搬送波の2倍の成分を混波し、ベースバンド成分を使って、振幅と周波数との関係を作る。FM信号の搬送波周波数に対して一定の遅延を選択することにより、この結果得られる信号は近似的にFM信号のデジタル表示になる。

【発明の全般的な説明】

ベースバンド・オージオ信号 $f(t)$ 、搬送波周波数 wc 及び FM 信号に対する自己相間遅延時間の数学的な導き出し方は次の通りである。

$$FM\text{信号} = \sin(wc + f(t))t \quad (1)$$

$$この信号を一定時間だけ遅延させると \\ FM\text{遅延信号} = \sin(wc + f(t))(\tau - t) \quad (2)$$

式(1)及び(2)を乗すると、 $x(t)$ が得られる。

$$x(t) = \sin(wc + f(t))t \cdot \sin(wc + f(t))(\tau - t) \quad (3)$$

ここで $\omega = \omega_0 + f(t)$ と定義すると、式(3)は次の様になる。

$$x(t) = \sin \omega t \cdot \sin \omega(t-\tau)$$

3角関数の定理を使うと、式(3)は次の様になる。

$$\begin{aligned} x(t) &= 1/2 [\cos(\omega t - \omega(t-\tau)) - \cos(\omega t + \omega(t-\tau))] \\ &= 1/2 \cos(\omega t - \omega\tau) - 1/2 \cos(2\omega\tau) \end{aligned}$$

式(4)の第2項は高周波成分であり、これは低域切波器によって除去することが出来る。式(4)の第1項は時間に対して不変の直流の値である。然し ω 項は時間的に変化し、直流レベルが変調 $f(t) = 0$ の時のレベルの上下に変化する。この値は、搬送波周波数 (ω_0) と一定の遅延 (τ) との間の関係によって定まる。

$$\omega_0 = \pi/2 \text{ (又はこれと同等の値)}$$

に選ぶことにより、式(4)の第1項は次の様になる。

$$x(t) = \sin(\omega t - f(t)\tau)$$

ドラグアンの前後の小さな振動に対しては

$$\sin x = x$$

従って、入力オージオ信号の小さな変化に対しては、式(6)を使って式(5)は次の様になる。

$$(3)x(t) \text{ (低い周波数)} \approx f(t) \quad (7)$$

式(7)は、ゼロの直流オフセット ($\sin \omega t = 0$) の時、限られた変調指数に対しては、式(4)

の第1項 ($1/2 \cos \omega \tau$) のオージオ変調

(4) $f(t)$ が直線的に再現されることを示している。

普通のFM弁別器と同じく、搬送波信号の振幅変化はオージオ範囲に現われる、従って、入力信号を制限器に通すべきである。これによって、搬送波の振幅変化の影響が減少するだけでなく、入力信号が「自乘」され、自己相関効果は正弦効果よりもデューティ・サイクルをより多く持ち、この為一層複雑になる。第1項は搬送波周波数 (f_0) と一定の遅延 τ の積の余弦回数である。FM送信の場合と同じく、搬送波周波数は時間的に変化するから、直流レベルも変化する。余弦は非直線回数であるが、土 $\pi/2$ 前後の小さな変化に対しては、直線領域がある。適正な一定の遅延時間と中

(5) 心臓波数との組合せを選択することにより、この自己

(6) 心臓波数との組合せを選択することにより、この自己

相関効果をFM弁別器として使うことが出来る。

第2項 ($1/2 \cos(2\omega\tau - \omega\tau)$) は、FM検波にとっては同心のない2倍周波数成分であり、この為低域切波器によって容易に除去することが出来る。一定の遅延時間用いてこの相関の考え方を試験する回路を次に述べる様に構成した。

[好ましい実施例の説明]

第1図は前記米国特許出願に記載された自己相関形受信機に使われる自己相関回路10を示している。この受信機の詳しいことについては、この米国特許出願を参照されたい。この発明では、受信機の回路は、搬送波周波数 f_0 を持つ到来FM信号を切波する帯域通過切波器11を含むものとして説明する。この後信号が制限器12によって処理される。この制限器はダイオード・リミッタを含んでいて、搬送波の振幅変化を除く。遅延回路13は後で第2図について詳しく説明するが、1.25を搬送波周波数で除した時に等しい一定の遅延作用をする。前に述べた様に、移相回路を必要としないので、この一定の遅延がこの発明の重要な特徴

である。計算器22において、遅延した信号に現在の信号(20)を乗じ、次いで低域通過切波器16で切波してから電話回路に出力する。

自己相関形受信機10のディジタル検波回路17が第2図に示されており、比較器18の様なゼロ交差検出装置を有する。この比較器は、入力を自乗して制限することにより、帯域制限をした到来FM信号 f_0 を正弦波形Aから矩形波形Bに変える。信号がD形フリップフロップ19で標本化され、そして遅延時間は、第1図の遅延回路13を構成するn段シフト・レジスタ9のクロック(CK)入力とフリップフロップ19のクロック(CK)入力を接続するクロック線15に印加されるクロック速度によって得られる。フリップフロップ19のQ端子がシフト・レジスタ9のD端子に接続され、シフト・レジスタ9のQ端子が排他的ノア・ゲート22の一方の入力に接続される。排他的ノア・ゲート22の他方の入力は線20を介して線23に接続される。線23はフリップフロップ19のQ端子とシフト・レジスタ9のD端子を相互接続している。排他

特開昭60- 68703(4)

的ノア・ゲート22はディジタル形掛算器として構成されており、その出力が第1図の混波器16の様な適当な低域通過混波器に通され、前に述べた様に高周波成分を除去する。

クロック線15に印加されるクロック信号は、搬送波周波数 (f_c)、シフト・レジスタ14の段数 (n) 及び $\pi/2$ ラジアンと等しい 2.5π の一定遅延時間 (τ) に関係する。搬送波周波数が 200 KHz で、12段のCMOSシフト・レジスタ14を使う時、1.92 MHz のサンプル周波数を選択した。2つの極を持つ3400Hz の低域混波器16を用いてオージオ信号を分離し、この結果得られた信号のオージオの品質を、電力線路回路及びステレオ無線回路に普通使われる種類の位相固定ループ形復号回路と比較した。このオージオ信号のオージオの品質は、標準型の電力線路復号器から得られるものに等しいか又はそれよりよかった。

入力信号の周波数 (f_c) を高くし、ボルト数で表わしたオージオ出力信号を測定することにより、自己相関応答について、検波回路17の効果を

評価した。第3図のグラフCは、KHzで表わした入力周波数の直接的な函数として、ボルト数で表わした直線に近い応答を示している。

搬送波周波数の両側に於ける第1項の重複の出の直線性は、搬送波の両側の周波数の函数として出力信号を示した第4図のグラフを見れば一番よく判る。搬送波周波数 $f_c = 155\text{ KHz}$ に対して設定された一定の遅延時間では、116.25 KHz 及び 193.75 KHz を中心として、155 KHz の両側に2つの線形領域があることに注意されたい。

4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明のFM検波器を用いたFM受信機の略図、第2図は第1図の受信部に用いられるFM検波器の略図、第3図は第2図のFM検波器の自己相関応答と周波数の間の関係を示すグラフ、第4図は 155 KHz 乃至 215 KHz の周波数に対する自己相関出力と周波数の関係を示すグラフである。

主な符号の説明

9 : n段シフト・レジスタ、

- 18: 比較器、
19: フリップフロップ、
22: 排他的ノア・ゲート

特許出願人
ゼネラル・エレクトリック・カンパニー
代理人 (7630) 生沼聰二

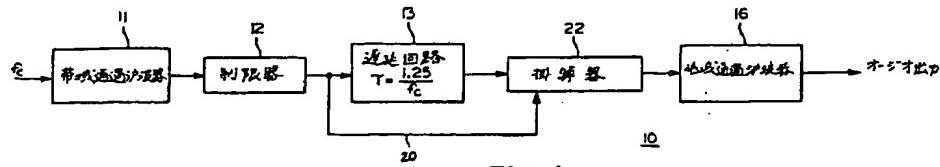


FIG. 1

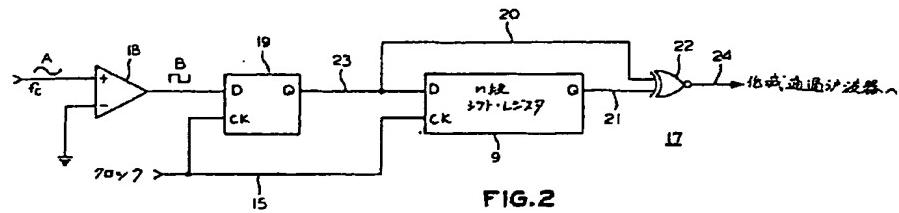


FIG. 2

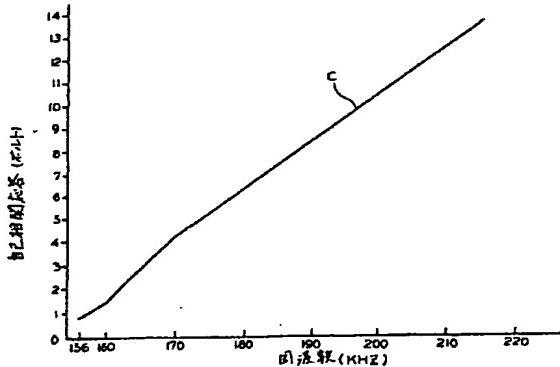


FIG. 3

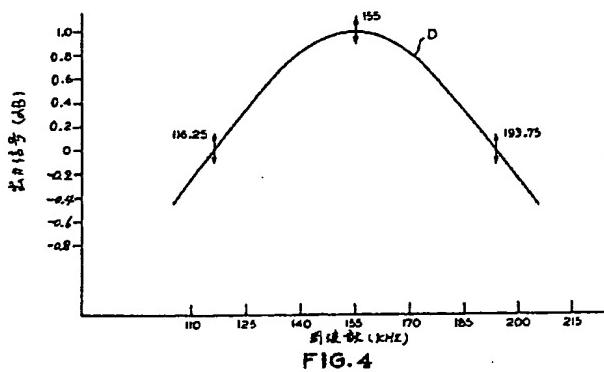


FIG. 4